

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2003年 3月20日  
Date of Application:

出願番号 特願2003-078777  
Application Number:

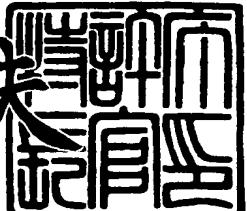
[ST. 10/C] : [JP2003-078777]

出願人 セイコーエプソン株式会社  
Applicant(s):

2004年 2月27日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願  
【整理番号】 J0098515  
【提出日】 平成15年 3月20日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 H03B 5/12  
H03B 5/32  
H03F 1/30

## 【発明者】

【住所又は居所】 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーホームズ株式会社内

【氏名】 小木曾 弘幸

## 【特許出願人】

【識別番号】 000002369

【氏名又は名称】 セイコーホームズ株式会社

## 【代理人】

【識別番号】 100095728

## 【弁理士】

【氏名又は名称】 上柳 雅誉

【連絡先】 0266-52-3528

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100107076

## 【弁理士】

【氏名又は名称】 藤岡 英吉

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100107261

## 【弁理士】

【氏名又は名称】 須澤 修

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 013044

【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0109826

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電圧制御型発振器、クロック変換器及び電子機器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 外部からの制御電圧により入力信号の位相を所定量ずらした出力信号として出力する電圧制御移相回路と、

所定の共振周波数で共振する SAW 共振子と、

前記 SAW 共振子からの信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力するとともに正帰還発振ループ用出力信号を出力するバッファとを備え、

前記電圧制御移相回路と、前記 SAW 共振子と、前記バッファとにより前記正帰還発振ループを形成し、

前記バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、前記 SAW 共振子の周波数温度特性を所定量回転させ前記 SAW 共振子の周波数温度特性を補正することを特徴とする電圧制御型発振器。

【請求項 2】 前記バッファは、

前記 SAW 共振子からの信号を増幅して出力する第 1 の差動増幅器と、

前記第 1 の差動増幅器からの出力信号を入力し、非反転出力端子及び反転出力端子のうち、いずれか一方は前記正帰還発振ループ用出力信号を出力する第 2 の差動増幅器と、

前記第 1 の差動増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力する第 3 の差動増幅器とを備え、

前記バッファの伝播遅延時間が、前記第 1 の差動増幅器とこれに接続された前記第 2 の差動増幅器との間の伝播遅延時間である

ことを特徴とする請求項 1 に記載の電圧制御型発振器。

【請求項 3】 前記差動増幅器は、ECL ラインレシーバを用いた差動増幅回路である

ことを特徴とする請求項 2 に記載の電圧制御型発振器。

【請求項 4】 前記バッファは、

前記 SAW 共振子からの信号を増幅して出力する第 1 の増幅器と、

前記第 1 の増幅器からの出力信号を入力し、前記正帰還発振ループ用出力信号

として出力する第2の増幅器と、

前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数を有するクロック信号として出力する少なくとも1つの第3の増幅器とを備え、

前記伝播遅延時間は、

前記第1の増幅器とこれに接続された前記第2の増幅器との間の伝播遅延時間である

ことを特徴とする請求項1に記載の電圧制御型発振器。

【請求項5】 前記SAW共振子は、オイラー角が(0, 113°～135°, ±(40°～49°))にある面内回転STカット水晶板を用いる

ことを特徴とする請求項1乃至請求項4のいずれかに記載の電圧制御型発振器。

【請求項6】 供給される制御電圧により周波数が変化し、帰還ループ用出力信号を出力する電圧制御型発振器と、前記電圧制御型発振器からの前記帰還ループ用出力信号と外部からの入力信号との位相を比較し、位相差信号を出力する位相比較部と、前記位相差信号を平滑化し前記制御電圧を生成するループフィルタとにより帰還ループを形成し構成されるクロック変換器であって、

前記電圧制御型発振器は、

前記制御電圧により入力信号の位相を所定量ずらした出力信号として出力する電圧制御移相回路と、

所定の共振周波数で共振するSAW共振子と、

前記SAW共振子からの信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力するとともに正帰還発振ループ用出力信号及び前記帰還ループ用出力信号を出力するバッファとを備え、

前記電圧制御移相回路と、前記SAW共振子と、前記バッファとにより正帰還発振ループを形成し、

前記バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、前記SAW共振子の周波数温度特性を所定量回転させ前記SAW共振子の周波数温度特性を補正することを特徴とするクロック変換器。

【請求項7】 前記バッファは、

前記S A W共振子からの信号を増幅して出力する第1の差動増幅器と、

前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、非反転出力端子及び反転出力端子のうち、いずれか一方は前記帰還ループ用出力信号を出力し、他方は前記正帰還発振ループ用出力信号を出力する第2の差動増幅器と、

前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力する第3の差動増幅器とを備え、

前記バッファの伝播遅延時間が、前記第1の差動増幅器とこれに接続された前記第2の差動増幅器との間の伝播遅延時間である

ことを特徴とする請求項6に記載のクロック変換器。

【請求項8】 前記差動増幅器は、E C Lラインレシーバを用いた差動増幅回路である

ことを特徴とする請求項7に記載のクロック変換器。

【請求項9】 前記バッファは、

前記S A W共振子からの信号を増幅して出力する第1の増幅器と、

前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、前記正帰還発振ループ用出力信号として出力する第2の増幅器と、

前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数を有し、少なくとも1つのクロック信号を出力するとともに、前記帰還ループ用出力信号を出力する複数の第3の増幅器とを備え、

前記伝播遅延時間は、

前記第1の増幅器とこれに接続された前記第2の増幅器との間の伝播遅延時間である

ことを特徴とする請求項6に記載のクロック変換器。

【請求項10】 前記S A W共振子は、オイラー角が（0，113°～135°，±（40°～49°））にある面内回転S Tカット水晶板を用いる

ことを特徴とする請求項6乃至請求項9のいずれかに記載のクロック変換器。

【請求項11】 請求項6乃至請求項10のいずれかに記載のクロック変換器を備えたことを特徴とする電子機器。

【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は、電圧制御型発振器、クロック変換器及び電子機器に関し、より詳細には、SAW共振子を用いて自己に起因する周波数変動の少ない電圧制御型発振器と、数kHz（例えば、8kHz）台の基本クロック信号を数百MHz（例えば、622.08MHz）以上の高周波のクロック信号に変換するためのクロック変換器及びこのクロック変換器を用いた電子機器に関するものである。

## 【0002】

## 【従来の技術】

携帯電話などの通信機器では、発振器からのクロック信号に基づいて通信データの送受信が行われる。そして、通信ネットワークのブロードバンド化が進み、市場の要求も400MHzを超える高周波帯に移り、この高周波帯においてデータの送受信が行われるようになっている。近年の通信機器を始めとする電子機器においては、通信速度の高速化の要請から高周波発振器に対して、高周波帯域で周波数安定度が高いこと、通信機器の実用温度範囲において温度補償されていること、さらに、高周波発振器から出力されるクロック信号のジッタが少ないことが望まれている。特に、近年、急成長を見せているギガビット帯を使用したイーサネット（登録商標）やファイバーチャンネル等の高速ネットワーク市場において、高周波発振器のジッタに起因する通信エラーの発生を防止するため、ジッタが極めて少なく高安定化された高周波発振器が要求されている。

## 【0003】

近年において、電圧制御型発振器（VCO：Voltage Controlled Oscillator）としては、図14に示すように、SAW（Surface Acoustic Wave：弹性表面波）共振子を用いたコルピツ型の電圧制御型SAW発振器（VCSO：Voltage Controlled SAW Oscillator）ICが使用されている。SAW共振子は、圧電基板上にすだれ状の励振電極と梯子状の反射器を配置し、励振電極で励振された表面波を反射器で反射させることで定在波を発生させ、共振子として機能するものである。このSAW共振子は、振動エネルギーがSAW共振子表面に局

在して主振動以外の副振動と結合しにくいため、後述する水晶振動子と比較すると、所定の周波数以外には共振点は存在しないという利点がある。S A W共振子は、自己の共振周波数が数100MHz～数GHzであり、高周波発振回路に用いられている。

#### 【0004】

又、従来の電圧制御型S A W発振器（V C S O）として、例えば、特許文献1に示すように可変容量ダイオード51を備えた容量性リアクタンス回路5を付加し電圧制御型S A W発振器（V C S O）の温度補償を行っているものもある。

#### 【0005】

又、電圧制御型発振器の発振デバイスとして、従来から、数10MHzで発振するA Tカット型の水晶振動子（以下、A T水晶振動子という）が使用され、これを用いた電圧制御型水晶発振器（V C X O：Voltage Control led Crystal Oscillator）がある。

#### 【0006】

図15は一般的な電圧制御型水晶発振器（V C X O）の構成を示すブロック図である。図15において、この電圧制御型水晶発振器（V C X O）1Dは、数10MHzで振動するA T水晶振動子とコルピツ型の発振回路81から成る発振部84と、遙倍回路82と、差動変換回路83とから構成されている。その発振回路81では、外部からの制御電圧Vcを入力し、一定の範囲で発振周波数を可変できる。A T水晶振動子としては、上記の155MHzが限界であり、数100MHz以上の高周波信号を出力するために遙倍回路82を設けている。例えば、図15に示すように、発振回路81が155.52MHzのクロック信号を生成して622.08MHzの高周波のクロック信号を出力するために、遙倍回路82で、周波数を4倍に遙倍している。さらに、図15の電圧制御型水晶発振器（V C X O）1Dは、図示しない負荷回路との相互の影響を考慮して、複数の出力が取り出せる差動変換回路83を設けて、差動出力信号が取り出せるようになっている。

#### 【0007】

次に、上記で説明した電圧制御型発振器（V C O）を応用した、低周波のクロ

ック信号を高周波のクロック信号に変換するクロック変換器について、説明する。

### 【0008】

図16は、電圧制御型SAW発振器（VCSO）1Cを用いた従来のクロック変換器の構成を示すブロック図である。クロック変換器50bは、入力分周回路51、位相比較回路52、ループフィルタ53、電圧制御型SAW発振器（VCSO）1C、帰還分周回路54、およびバッファ回路56によって構成されている。このクロック変換器50bは一般的なPLL回路の構成を採用したものである。

### 【0009】

高速のクロック信号に変換するためのクロック変換器の特性条件としては、入力側のクロック信号と出力側のクロック信号が同期していることが必要である。そのため、入力側のクロック信号と出力側のクロック信号の変換比は整数倍であり、且つ、入力側のクロック信号と出力側のクロック信号の立ち上がり、立ち下りは一致していることが必要である。このような特性条件を実現させるために、一般的にPLL回路を用いたクロック変換器による位相同期および周波数変換が行われている。近年では、通信速度が高速化されるにつれて、数kHz（例えば、8kHz）台の基本クロック信号を数百MHz（例えば、622.08MHz）以上 の高周波クロック信号に変換するための高速通信用のクロック変換器が実現されている。クロック変換器50bの例では、ジッタを含んだ155.52MHzのクロック信号F1が入力されると、バッファ回路56からジッタが低減された622.08MHzのクロック信号F2が出力される。

### 【0010】

このクロック変換器はPLL回路の構成を採用したものであることは前述したが、この構成を採用した例として、特許文献2に示したデジタルシステムのクロック信号を供給する位相同期回路がある。

### 【0011】

#### 【特許文献1】

特開平6-61846号公報 (段落0006, 第1図)

## 【特許文献2】

特開平5-110427号公報 (段落0010, 第1図)

## 【特許文献3】

特許3216137号公報

## 【0012】

## 【発明が解決しようとする課題】

上記した電圧制御型発振器やクロック変換器は以下に示すような課題（問題点）があった。

## 【0013】

SAW共振子を搭載した電圧制御型SAW発振器（VCSO）において、次に述べるような課題があった。

## 【0014】

図17は、AT水晶振動子とSAW共振子のそれぞれの周波数温度特性の比較を示す図である。即ち、図17に示すように、SAW共振子はAT水晶振動子に比べて温度変化に対する周波数偏差の変動が大きいため、電圧制御型SAW発振器（VCSO）の周波数可変範囲を電圧制御型水晶発振器（VCXO）のそれに比べて広く取らなければならないという課題があった。

## 【0015】

この課題について、図16に示したクロック変換器に基づいて、具体的に説明する。

## 【0016】

クロック変換器は、外部からジッタを多く含んだクロック信号F1を入力した場合でも、ジッタが低減された出力側のクロック信号F2と同期がとれるようにするために、広範囲な周波数可変範囲に亘り周波数制御が必要である。米国のSONET (Synchronous Optical Network) 方式におけるシステムの周波数精度（以下、システム精度という）は±20 ppmであり、その精度以内で補償することが義務づけられている。このシステム精度については、クロック変換器内の電圧制御型SAW発振器（VCSO）がその責務を負っている。例えば、電圧制御型SAW発振器（VCSO）がそのシステム精度

を補償するために必要とする周波数可変範囲は、次の3つの内容が含まれる。即ち、その可変範囲は、SONET方式のシステム精度と、電圧制御型SAW発振器（VCSO）自身の周波数偏差（以下、自己の偏差という）と、電圧制御型SAW発振器（VCSO）の経年変化による周波数変動（以下、経年変化という）とを考慮した範囲である。

### 【0017】

又、電圧制御型SAW発振器（VCSO）自身の周波数偏差としては、製造上の周波数偏差（いわゆる製造ばらつき）と図17に示すような自己の温度変動による周波数偏差とが含まれている。電圧制御型水晶発振器（VCXO）を用いた場合の周波数可変範囲についても同様である。尚、自己の偏差のうち、温度変化による周波数偏差は、図17に示すように、温度変化が使用温度範囲において、AT水晶振動子は20ppm程度、SAW共振子は60ppm程度である。

### 【0018】

次に、電圧制御型SAW発振器（VCSO）や電圧制御型水晶発振器（VCXO）のそれぞれの周波数可変範囲について、具体的に、試算してみる。電圧制御型SAW発振器（VCSO）の周波数可変範囲は、システム精度+自己の偏差+経年変化=±20ppm+±150ppm+±10ppm=±180ppmとなる。一方、電圧制御型水晶発振器（VCXO）の場合の周波数可変範囲は、システム精度+自己の偏差+経年変化=±20ppm+±50ppm+±10ppm=±80ppmである。両者の周波数可変範囲の数値から判るように、電圧制御型SAW発振器（VCSO）の周波数可変範囲は、電圧制御型水晶発振器（VCXO）の周波数可変範囲と比較して、100ppm程度可変幅が大きい。このため、電圧制御型SAW発振器（VCSO）は、自己に起因する周波数変動により、電圧制御型水晶発振器（VCXO）に比べて、システム精度を補償するために必要な周波数可変範囲を広くとらなければならないという課題があった。

### 【0019】

又、近年の低消費電力化に呼応して、クロック変換器の発振回路に供給される電源電圧の低電圧化が進んでいる。具体的には、現在の電源電圧は3.3Vが主流であるが、今後、さらに低い電源電圧（例えば、2.5V）への動きが強まっ

ている。このように電源電圧が低電圧化すると、クロック信号の周波数を可変させるための制御電圧を広く変化させることができないため、必要な周波数可変範囲が狭くなり、システム精度の仕様を満足させることができなくなるという虞があった。この課題は、システム精度の仕様を広げるという要請があったとき、この仕様を満足させることができないという課題でもあった。

### 【0020】

この課題は、電圧制御型 SAW 発振器 (VCSO) と電圧制御型水晶発振器 (VCXO) とに共通して云えることである。特に、電圧制御型 SAW 発振器 (VCSO) は、上述のように自己に起因する周波数変動が大きいので周波数可変範囲を確保することが難しく、システム精度を満足させることができなくなる。

### 【0021】

さらに、従来の電圧制御型発振器 (VCO) やこれを用いたクロック変換器には、特性や構成上幾つかの問題点があった。

### 【0022】

第1の問題点は、図15に示す電圧制御型水晶発振器 (VCXO) 1Dを構成するAT水晶振動子は、副振動が近接すると温度条件によっては主振動と重なり合って複雑な振動が発生したり、不要なスプリアス (つまり、不要な振動) が発生したりする。また、遡倍回路は、主振動に基づいて高調波信号を発生させ、必要な高調波を所定の高周波信号として選択し、周波数の変換を図っている。このとき、不要な高調波は、その周波数帯とそのレベルによって雑音として残ることがある。従って、AT水晶振動子に起因する不要な振動の結合、不要なスプリアス、および遡倍回路で生成される不要な高調波などがジッタの発生要因となり、出力されるクロック信号のジッタを増大させるという課題があった。

### 【0023】

第2の問題点として、図15に示す従来の電圧制御型水晶発振器 (VCXO) 1Dにおいては、遡倍回路82や差動変換回路83を必要とするため大型化する虞がある。又、特許文献1の第1図が示すように、電圧制御発振器は、SAW共振器2の等価インダクタンスの温度変化を打ち消すために可変容量ダイオード51やインダクタンス52等を備えた温度補償用の容量性リアクタンス回路5を新

たに必要とする。このため、多くの部品が搭載される結果、電圧制御発振器が大型化してしまうという課題があった。

#### 【0024】

第3の問題点として、図16に示す従来のクロック変換器50bにおいても、次のような構成上の問題点（課題）がある。即ち、電圧制御型SAW発振器（VCSO）の出力をPLL回路の帰還ループ（以下、単に、帰還ループと称する）用出力信号とクロック変換器50bとしての出力信号とを兼用させるため、図示しない負荷回路との相互の影響を軽減するためのバッファ回路56を必要とする。この結果、上記と同様に、クロック変換器が大型化してしまう虞が生じることになる。

#### 【0025】

又、特許文献2の第1図に示す位相同期回路も、電圧制御発振器104の出力信号が帰還ループ用出力信号と位相同期回路としての出力信号を兼用させた構成を採用し、上記のクロック変換器と同様、バッファ回路を必要とする問題点がある。

#### 【0026】

以上説明したように、電圧制御型発振器やクロック変換器が大型化され、近年の超小型化、低コスト化という要請に応えられないという課題がある。

#### 【0027】

本発明は、上記のような課題を解決するためになされたもので、自己に起因する周波数変動を低減し、制御電圧幅の少ない電圧制御型発振器を得ることを目的とする。又、高周波発振信号を得るために遅倍回路や差動型変換回路を用いることなく、かつ周波数温度補償のための専用回路を必要としない超小型化、低コスト化が図られた電圧制御型発振器を得ることを目的とする。又、発振源に起因する不要な振動の結合やスプリアス及び締倍回路からの不要な高調波をなくして、ジッタの低減が図られた電圧制御型発振器を得ることを目的とする。そして、周波数変動の少ない電圧制御型発振器を備え、かつ外部にバッファ回路を必要としないクロック変換器を得ることを目的とする。

#### 【0028】

さらに、本発明は、制御電圧幅が狭くジッタの少ない超小型化、低コスト化が図られたクロック変換器を用いた電子機器、例えば、光ネットワーク通信機器を得ることも目的とする。

### 【0029】

#### 【課題を解決するための手段】

本発明の電圧制御型発振器は、外部からの制御電圧により入力信号の位相を所定量ずらした出力信号として出力する電圧制御移相回路と、所定の共振周波数で共振する SAW 共振子と、前記 SAW 共振子からの信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力するとともに正帰還発振ループ用出力信号を出力するバッファとを備え、前記電圧制御移相回路と、前記 SAW 共振子と、前記バッファとにより前記正帰還発振ループを形成し、前記バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、前記 SAW 共振子の周波数温度特性を所定量回転させ前記 SAW 共振子の周波数温度特性を補正することを特徴とする。

### 【0030】

上記構成によれば、周波数温度特性が改善された SAW 共振子を使用し、さらに、バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、SAW 共振子の周波数温度特性を補正しているので、従来の AT 水晶振動子とほぼ同程度の周波数温度特性を有する電圧制御型発振器が得られるという効果がある。

### 【0031】

本発明の電圧制御型発振器は、前記バッファが、前記 SAW 共振子からの信号を增幅して出力する第 1 の差動増幅器と、前記第 1 の差動増幅器からの出力信号を入力し、非反転出力端子及び反転出力端子のうち、いずれか一方は前記正帰還発振ループ用出力信号を出力する第 2 の差動増幅器と、前記第 1 の差動増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力する第 3 の差動増幅器とを備え、前記バッファの伝播遅延時間が、前記第 1 の差動増幅器とこれに接続された前記第 2 の差動増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする。

### 【0032】

上記構成によれば、従来の AT 水晶振動子とほぼ同程度の周波数温度特性を得

られる結果、電圧制御移相回路の制御電圧幅を狭くすることができ、併せて、電源電圧が低電圧化されても必要な周波数可変範囲を容易に補償することができる。又、専用の温度補償回路を新たに設ける必要がないので、発振回路の大規模化が抑制され超小型化、低価格化が図られた電圧制御型発振器が得られる。又、A Tカット型水晶振動子の副振動、不要なスプリアスや遅倍回路の高調波が存在しないので、これらに起因したジッタが発生することのない電圧制御型発振器を実現することができるという効果がある。

#### 【0033】

本発明の電圧制御型発振器は、前記差動増幅器として、ECLラインレシーバを用いた差動増幅回路であることを特徴とする。

#### 【0034】

上記構成によれば、集積回路化が容易となるので、その電圧制御型発振器の小型化、低消費電力化を図ることができ、かつ高速で動作させることができるという効果がある。

#### 【0035】

本発明の電圧制御型発振器は、前記バッファが、前記SAW共振子からの信号を増幅して出力する第1の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、前記正帰還発振ループ用出力信号として出力する第2の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数を有するクロック信号として出力する少なくとも1つの第3の増幅器とを備え、前記伝播遅延時間は、前記第1の増幅器とこれに接続された前記第2の増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする。

#### 【0036】

上記構成によれば、従来のA T水晶振動子とほぼ同程度の周波数温度特性が得られる結果、電圧制御移相回路の制御電圧幅を狭くすることができ、併せて、電源電圧が低電圧化されても必要な周波数可変範囲を容易に補償することができる。又、専用の温度補償回路を新たに設ける必要がないので、発振回路の大規模化が抑制され超小型化、低価格化が図られた電圧制御型発振器が得られる。又、A Tカット型水晶振動子の副振動、不要なスプリアスや遅倍回路の高調波が存在す

ることがないので、これらに起因してジッタが発生することのない電圧制御型発振器を実現することができる。そして、バッファ内部における第3の増幅器の出力から帰還ループ用出力信号を出力することにより、バッファの外部に外付け用バッファ回路を追加する必要がなくなる。このバッファ回路を不要とする結果、電圧制御型発振器の部品点数が削減され、さらに、超小型化、低価格化を図ることができる。又、第1の増幅器の出力信号をバッファ内部に設けた複数の第3の増幅器に分配することができるので、帰還ループ用出力信号と外部に出力されるクロック信号との間に位相差が生じることがなくなるという効果がある。

### 【0037】

本発明の電圧制御型発振器は、前記SAW共振子が、オイラー角が（0， 113°～135°、±（40°～49°））にある面内回転STカット水晶板を用いることを特徴とする。

### 【0038】

上記構成によれば、上記のようにオイラー角を考慮したSTカット水晶板を用いたSAW共振子を採用することにより、従来のSAW共振子と比べて周波数温度特性が良好な特性を得ることができる。例えば、-5℃において、本発明のSAW共振子における周波数温度特性は、従来のSAW共振子の周波数温度特性に比べてほぼ1/2程度にまで改善されるという効果がある。

### 【0039】

本発明のクロック変換器は、供給される制御電圧により周波数が変化し、帰還ループ用出力信号を出力する電圧制御型発振器と、前記電圧制御型発振器からの前記帰還ループ用出力信号と外部からの入力信号との位相を比較し、位相差信号を出力する位相比較部と、前記位相差信号を平滑化し前記制御電圧を生成するループフィルタとにより帰還ループを形成し構成されるクロック変換器であって、前記電圧制御型発振器は、前記制御電圧により入力信号の位相を所定量ずらした出力信号として出力する電圧制御移相回路と、所定の共振周波数で共振するSAW共振子と、前記SAW共振子からの信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力するとともに正帰還発振ループ用出力信号及び前記帰還ループ用出力信号を出力するバッファとを備え、前記電圧制御移相回路と、前記SAW共振

子と、前記バッファとにより正帰還発振ループを形成し、前記バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、前記S A W共振子の周波数温度特性を所定量回転させ前記S A W共振子の周波数温度特性を補正することを特徴とする。

#### 【0040】

上記構成によれば、A T水晶振動子を使用した場合とほぼ同程度の周波数温度特性が確保される電圧制御型S A W発振器を使用して、狭い制御電圧幅で、市場から要求されているシステム精度を満足するクロック変換器を得ることができる。又、従来の制御電圧幅による周波数可変範囲とした場合多くのマージンが確保される結果、システム側からのシステム精度の拡張という仕様変更に対して容易に応じることができるという効果がある。

#### 【0041】

本発明のクロック変換器は、前記バッファが、前記S A W共振子からの信号を増幅して出力する第1の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、非反転出力端子及び反転出力端子のうち、いずれか一方は前記帰還ループ用出力信号を出力し、他方は前記正帰還発振ループ用出力信号を出力する第2の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力する第3の差動増幅器とを備え、前記バッファの伝播遅延時間が、前記第1の差動増幅器とこれに接続された前記第2の差動増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする。

#### 【0042】

上記構成によれば、狭い制御電圧幅で電圧制御型S A W発振器の周波数を制御できる結果、電源電圧が低電圧化されても容易に周波数可変範囲を補償して、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できる。さらに、電圧制御型S A W発振器の出力に外付用のバッファ回路を設ける必要がないので、超小型化、低価格化が図られたクロック変換器を得ることができるという効果がある。

#### 【0043】

本発明のクロック変換器は、前記差動増幅器が、E C Lラインレシーバを用いた差動増幅回路であることを特徴とする。

#### 【0044】

上記構成によれば、集積回路化が容易となり、小型化、低消費電力化が図られた電圧制御型 SAW 発振器を使用して、高速で動作することのできる小型で安価なクロック変換器が得られるという効果がある。

#### 【0045】

本発明のクロック変換器は、前記バッファが、前記 SAW 共振子からの信号を増幅して出力する第1の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、前記正帰還発振ループ用出力信号として出力する第2の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数を有し、少なくとも1つのクロック信号を出力するとともに、前記帰還ループ用出力信号を出力する複数の第3の増幅器とを備え、前記伝播遅延時間は、前記第1の増幅器とこれに接続された前記第2の増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする。

#### 【0046】

上記構成によれば、狭い制御電圧幅で電圧制御型 SAW 発振器の周波数を制御できる結果、電源電圧が低電圧化されても容易に周波数可変範囲を補償して、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できる。又、電圧制御型 SAW 発振器内の出力側に外付け用バッファ回路を設ける必要がなくなるので、部品点数が削減され、超小型化、低価格化を図られたクロック変換器が得られるという効果がある。

#### 【0047】

本発明のクロック変換器は、前記 SAW 共振子が、オイラー角が（0，113°～135°，±（40°～49°））にある面内回転 ST カット水晶板を用いることを特徴とする。

#### 【0048】

上記構成によれば、上記のようにオイラー角を考慮した ST カット水晶板を用いた SAW 共振子を採用した電圧制御型 SAW 発振器を使用しているので、周波数温度特性が良好なクロック変換器を得ることができるという効果がある。

#### 【0049】

本発明の電子機器は、上記したクロック変換器を備えたことを特徴とする。

#### 【0050】

上記構成によれば、狭い制御電圧幅でも周波数可変範囲が補償されて、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できる。これにより、ジッタの多いクロック信号が入力されても不要なジッタが大幅に削減されたクロック信号により、送受信データとクロック信号間におけるタイミングマージンが確保できる。従って、本発明によるクロック変換器を適用した電子機器、例えば、光トランシーバモジュールにおいて、広い環境温度に渡り、誤動作することなく光ネットワークを介して安定したデータ送受信を行うことができる。併せて、SAW共振子の周波数温度特性を補正するに際し、専用の温度補償回路を不要とする等の超小型化、低価格化を図った電圧制御型発振器を用いたクロック変換器を備える結果、光トランシーバ用モジュールの小型化、低価格化を実現できるという効果がある。

### 【0051】

#### 【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して、本発明による実施形態について詳細に説明する。

### 【0052】

#### (1) 第1の実施形態

##### (1-1) 第1の実施形態の構成

###### 〈電圧制御型SAW発振器の構成〉

図1は、電圧制御型SAW発振器（VCSO）1Aの構成を示すブロック図である。電圧制御型SAW発振器（VCSO）1Aは、3つの差動増幅器21, 22, 23を内蔵するバッファ2aと、所定の共振周波数で共振するSAW共振子Xと、外部からの制御電圧Vcに基づいて発振信号の位相を所定量シフトし、SAW共振子Xの共振周波数を可変させる電圧制御移相回路3と、インピーダンス回路（Zd）4とから構成される。又、少なくとも、発振用差動増幅器（第1の差動増幅器）21、帰還バッファ用差動増幅器（第2の差動増幅器）23、電圧制御移相回路3、SAW共振子Xにより正帰還発振ループが形成される。

### 【0053】

バッファ2aから出力され、この外部から基準バイアス電圧VBBが、発振用差動増幅器21の反転入力端子D2に供給される。

## 【0054】

本発明の特徴は、従来の SAW 共振子の周波数温度特性の改善が図られた SAW 共振子を用い、併せて、バッファ 2a の伝播遅延時間の温度特性を利用する点にある。即ち、この伝播遅延時間の温度特性を利用し、その SAW 共振子の周波数温度特性をさらに補正することで、電圧制御型 SAW 発振器 (VCOS) の周波数温度特性が AT 水晶振動子を用いた場合とほぼ同程度の特性を得ることができるという点にある。

## 【0055】

前述した 3 つの差動増幅器 21, 22, 23 は、図 2 に示す ECL ラインレシーバ (Emitter-Coupled Logic エミッタ結合論理) を用いた差動増幅回路である。ECL ラインレシーバは、低消費電力であり、かつ高速動作が可能であるので高周波発振器に用いられている。又、図 2 に示すように、SAW 共振子 X からの共振信号を増幅する差動増幅器 21, 22, 23 は、ECL ラインレシーバを用いた差動増幅回路から構成されるので、集積回路化が容易であり、電圧制御型 SAW 発振器 (VCOS) 1A の小型化を実現することができる。

## 【0056】

発振用差動増幅器 21 では、SAW 共振子 X からの所定の共振周波数  $f$  の信号が発振用差動増幅器 21 の非反転入力端子 D1 に入力される。そして、相互の位相差が 180 度である出力信号が、非反転出力端子 Q+ と反転出力端子 Q- から出力される。

## 【0057】

出力用差動増幅器 (第 3 の差動増幅器) 22 は、発振用差動増幅器 21 からの出力信号を波形整形し所定の発振周波数、例えば、622.08MHz のクロック信号 F として出力する。

## 【0058】

帰還バッファ用差動増幅器 23 はバッファ機能を有する差動増幅器であり、出力端子 Q1, Q2 のいずれかは正帰還発振ループ用の出力端子として用いられる。

## 【0059】

ECLラインレシーバを用いた帰還バッファ用差動増幅器23のそれぞれの出力端子Q1, Q2に、図示しないエミッタ終端抵抗がバッファ2aの外付け用としてそれぞれ接続される。図2には、エミッタ終端抵抗R6, R7を出力端子OUT-, OUT+のそれぞれに接続した状態が示されている。

## 【0060】

電圧制御移相回路3は、外部からの制御電圧Vcに基づいて電圧制御型SAW発振器(VCSO)1Aの位相条件を満足させるため、帰還バッファ用差動増幅器23からの出力信号SQ1又はSQ2のいずれかを所定の位相量に調整する。

## 【0061】

図3は、この電圧制御移相回路3の具体的な構成を示す回路図である。

## 【0062】

インピーダンス回路(Zd)4は、発振用差動増幅器21の反転及び非反転入力端子間に電位差が生じるように、発振用差動増幅器21の非反転及び反転のそれぞれの入力端子間に接続される。

## 【0063】

正帰還発振ループで生成された発振信号は、図1の差動増幅器21, 22を介して出力端子T+, T-からクロック信号として出力される。

## &lt;帰還バッファ用差動増幅器の出力端子&gt;

本発明の特徴は、前述した帰還バッファ用差動増幅器23の空き端子となっている他の出力端子Q1を正帰還発振ループ用出力以外の用途に用いるというものである。即ち、出力端子Q1を、出力端子LP0を介して後述するクロック変換器の帰還ループ用出力信号の出力とする点にある。

## 【0064】

図1に示すように、電圧制御型SAW発振器(VCSO)1Aの出力端子LP0を介して、後述する図11に示すクロック変換器における帰還ループ用出力信号SQ1が出力される。尚、正帰還発振ループ用出力信号を出力端子Q1から、帰還ループ用出力信号を出力端子Q2からそれぞれ出力させてもよい。

## 【0065】

### (1-2) SAW共振子の周波数温度特性の改善

次に、従来の SAW共振子の周波数温度特性の改善が図られた新しい SAW共振子について説明する。

#### 【0066】

現在、従来の AT水晶振動子を使った電圧制御型水晶発振器 (VCXO) の高周波化に対応するために従来の SAW共振子を使った電圧制御型 SAW発振器 (VCSCO) が普及している。しかし、「発明が解決しようとする課題」で説明したように、従来の SAW共振子は温度変化に対する周波数変動が大きく、システム精度を補償するための周波数可変範囲のマージンを狭くしている。そこで、これに代えて温度特性の改善を図った改善型の SAW共振子（以下、単に SAW共振子と呼ぶ）が実現されている。

#### 【0067】

本発明に用いられる SAW共振子は、従来の SAW共振子に比べて温度特性が良くなるようなカット角度でカットした水晶片を用いている。この SAW共振子は、2次温度係数  $\beta$  が  $-1.6 \times 10^{-8}$  程度となり、従来の SAW共振子に比べて周波数温度特性が2分の1程度まで改善されている。尚、この SAW共振子のデバイス技術については、特許第3216137号公報に報告されている。以下、本発明に用いられる SAW共振子について詳細に説明する。

#### 【0068】

図4は、本発明の SAW共振子に使用される水晶片の結晶軸に対するカット角度を示す図である。図4に示すように、水晶の結晶軸は、電気軸 (X軸)、機械軸 (Y軸)、光軸 (Z軸) によって定義される。先ず、オイラー角 ( $\phi$ 、 $\theta$ 、 $\psi$ ) が (0, 0, 0) の水晶Z板2が、電気軸 (X軸) まわりに  $\theta = 113 \sim 135$  度回転させた水晶板1からその結晶軸 (X, Y', Z') に沿って切り出される。なお、このようなカット方法を STカットという。このように STカットされた水晶板1のZ'軸まわりに、さらに  $\psi = \pm (40 \sim 49)$  度回転させ、弾性表面波の伝播方向がこの方向となるように作製された圧電振動子が、Z'軸まわりに面内回転させた STカット型の SAW共振子3である。

#### 【0069】

この面内回転によるSTカット型のSAW共振子3は、周波数変化率が小さくて温度特性が極めてよいことが知られており、その温度特性は、変曲点が110°C近辺にある3次関数温度特性である。SAW共振子3は、この3次関数温度特性において、常温範囲に位置する極大値もしくは極小値温度を頂点温度とし、一次係数項の調整により常温範囲外に位置する変曲点まわりに温度特性を回転させて、頂点温度を常温範囲の最適値に調整するように構成したものである。

### 【0070】

すなわち、水晶板を電気軸（X軸）まわりに $\theta = 113 \sim 135$ 度回転させて得られるSTカット型の水晶板1を、さらに、Z'軸まわりに $\psi = \pm (40 \sim 49)$ 度だけ面内回転させたSTカット型の水晶板（水晶片）を設定する。その範囲内で、さらに温度特性が極値を持つ範囲を選定し、この範囲内で面内回転角を調整し、温度特性の極大値もしくは極小値温度を常温範囲の最適値に調整して温度特性を調整する。それを説明したものが図5である。

### 【0071】

図5は、本発明のSAW共振子における周波数温度特性を示す図である。図5に示すように、Z'軸まわりに面内回転させたSTカット型のSAW共振子の温度特性は変曲点温度が約110°Cであり、常用温度範囲は、それより低い温度領域-40°C～+85°Cであるので、変曲点より低い温度領域に位置する極大値を有する特性領域を使用する（図5において四角で囲んだ部分）。3次関数温度特性の場合には変曲点を移動することが困難であるので、一次係数項を調整し、特性線を変曲点まわりに回転させる。

### 【0072】

図5に示す実線が基本特性線である場合、その極大値P1を使用温度範囲Tzの中央に位置するように、特性線を変曲点まわりに回転させて新たに破線で示しているような特性線を得る。これにより、あたかも、使用温度範囲で頂点温度を平行移動したかの如く、極大値温度がP1からP2に移動し、使用温度範囲において周波数変化率を最小にすることができます。

### 【0073】

図6は、AT水晶振動子、従来のSAW共振子、および本発明のSAW共振子

の周波数温度特性を比較した図である。それぞれの周波数は、A T 水晶振動子が 80 MHz、従来の SAW 共振子が 125 MHz、本発明の SAW 共振子が 62.5 MHz のものを使用しているが、基本的な周波数温度特性は使用する周波数には依存されない。

#### 【0074】

##### (1-3) 伝播遅延時間による周波数温度特性の補正

本項において、前述した本発明の SAW 共振子を用い、これの周波数温度特性をさらに補正する方法について説明する。

#### 【0075】

図 6 に示したように、本発明の SAW 共振子は、従来の A T 水晶振動子に比べて周波数の温度特性が劣っている。このため、本発明は、電圧制御型 SAW 発振器 (VCSO) 1A を構成するバッファ 2a の伝播遅延時間の温度特性を利用して SAW 共振子の周波数温度特性を補正するというものである。

#### 【0076】

この場合のバッファ 2a の伝播遅延時間とは、図 1 に示す電圧制御型 SAW 発振器 (VCSO) 1Aにおいて、発振用差動増幅器 21 とこれに直列に接続される帰還バッファ用差動増幅器 23 とで構成され、発振用差動増幅器 21 の入力端子 D1 (又は、D2) と帰還バッファ用差動増幅器 23 の出力端子 Q1 (又は、Q2) との端子間での入力信号と出力信号との位相遅れを時間で表わしたものである。

#### 【0077】

ここで、SAW 共振子の周波数温度特性を補正する方法について説明するに当たり、図 3 に示す電圧制御移相回路 3 を構成するコンデンサ C0 の容量値は温度に依存しないものとする。同様に、他の受動素子についても温度依存性はないものとする。又、可変容量ダイオード Cv の容量値による位相量は温度依存性を有するが、バッファ 2a の伝播遅延時間による位相量と比べて十分小さいので、ここでは、考慮しないものとする。

#### 【0078】

又、ここで説明する改善型の SAW 共振子 X が、図 7 に示すような周波数温度

特性、即ち、25°C以上の温度範囲では、正の周波数偏差を持ち、頂点温度が高温域にあるものを基本にして説明する。そして、図8は、バッファ2aの伝播遅延時間の温度特性の1例を示す図である。図8によれば、この伝播遅延時間の特性は、温度が高くなるほどその遅延時間が大きくなるという正の温度特性を有している。

### 【0079】

電圧制御型SAW発振器（VCSO）1Aの発振条件を成立させる位相条件は、その帰還回路の移相量が360度であるという点である。即ち、環境温度が高温になり、このときの伝播遅延時間が、常温（25°C）における値よりも大きくなつても、発振の位相条件は360度であることは変わらない。従つて、発振用差動増幅器21と帰還バッファ用差動増幅器23との間の遅れ位相が大きくなると、SAW共振子Xの周波数の周期に応じた前述の伝播遅延時間に相当する位相量となるように共振周波数fが低下する。

### 【0080】

図9は、SAW共振子Xの位相一周波数特性を示す図である。

### 【0081】

今、環境温度が常温（25°C）Taから高温Tbに推移し、常温におけるSAW共振子Xの共振周波数faは、図7に示すように高い周波数fb（=fa+Δf）に変化するものとする。この共振周波数fbへの変化に対して、前述の伝播遅延時間に相当する遅れ位相量により補正されて、図9に示す位相一周波数特性上をb点からc点の方向に移行し進み位相が小さくなる結果、SAW共振子の共振周波数fcに推移することになる。即ち、環境温度が高温に推移しSAW共振子Xの共振周波数が上昇した分をバッファ2の伝播遅延時間で補正されて、SAW共振子Xの共振周波数が低下することになる。

### 【0082】

#### （1-4） 第1の実施形態から得られる効果

次に、本発明の第1の実施形態から得られる効果について説明する。

### 【0083】

本発明のSAW共振子は、図6に示したように、AT水晶振動子に比べて周波

数温度特性は劣るが、従来の SAW 共振子に比べて温度領域全体で周波数温度特性は改善されている。例えば、-5℃において、本発明の SAW 共振子における周波数温度特性は、従来の SAW 共振子の周波数温度特性に比べてほぼ 1/2 程度にまで改善されていることが判る。

#### 【0084】

図10は、バッファ2の伝播遅延時間で補正された SAW 共振子の周波数温度特性を示す図である。即ち、図10は、図7に示した SAW 共振子の周波数温度特性 (a) と、図8で説明した伝播遅延時間の温度特性を利用して補正された SAW 共振子の周波数温度特性 (b) との関係を示している。伝播遅延時間の温度特性を利用することにより、SAW 共振子の特性 (a) を、矢印で図示した方向に所定量回転させることによって補正された SAW 共振子の特性 (b) が得られる。尚、図10の (c) は、AT水晶振動子の周波数温度特性である。図10から明らかなように、このAT水晶振動子の特性と比較すると、使用温度範囲において、SAW 共振子の特性 (a) はほぼ同程度まで補正されるということが判る。

#### 【0085】

本発明の電圧制御型 SAW 発振器の周波数温度補償手段として、周波数温度特性が改善された SAW 共振子を使用し、さらに、差動増幅器から構成されるバッファの伝播遅延時間の温度特性を利用したものである。この伝播遅延時間の温度特性を利用した結果、従来の AT 水晶振動子とほぼ同程度の周波数温度特性が得られるという効果がある。

#### 【0086】

又、AT水晶振動子を使用した場合とほぼ同程度の周波数温度特性が確保され必要な周波数可変範囲を小さくできる結果、電圧制御移相回路の制御電圧幅も小さくすることができる。そして、電源電圧が低電圧化されても、システム仕様を満足させるのに必要な周波数可変範囲を容易に補償することができるという効果が得られる。

#### 【0087】

又、SAW 共振子の周波数温度特性を、さらに補正するに当たり、増幅器の伝播遅延時間の温度特性を利用してるので、専用の温度補償回路を新たに設ける

必要がない。この結果、発振回路の大規模化が抑制され、電圧制御型発振器の超小型化、低価格化を図ることができるという効果がある。同様に、S A W共振子を用いることで所望の高周波発振信号が直接得られ、遅倍回路が必要なくなるので、電圧制御型発振器の超小型化、低価格化を図ることができる。

### 【0088】

そして、S A W共振子はA T水晶振動子のような副振動がないので主振動と結合する事なく、又、不要なスプリアスも存在しない。そして、周波数を遅倍化するための遅倍回路を必要としないので、高調波が発生することもなくなる。従って、A T水晶振動子の副振動、不要なスプリアスや高調波に起因するジッタが発生することのない電圧制御型発振器を実現することができるという効果が得られる。

### 【0089】

さらに、帰還バッファ用差動増幅器は複数の出力端子を備えているので、一方から正帰還発振ループ用出力信号を出力し、空き端子となる他方の出力端子は、例えば、後述するクロック変換器における帰還ループ用出力信号の出力として用いることができる。

### 【0090】

尚、(1-3)項で説明した周波数温度特性の補正は、バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用するというものであり、周波数温度特性の改善が図られたS A W共振子だけでなく、従来のS A W共振子にも適用できることは言うまでもない。

### 【0091】

#### (2) 第2の実施の形態

次に、第2の実施形態について説明する。

### 【0092】

#### (2-1) 第2の実施形態の構成

図11は、本発明の第1の実施形態による電圧制御型S A W発振器(V C S O)1Bの構成を示すブロック図である。

### 【0093】

図1との差異は、差動増幅器の代わりに入出力が单一型の増幅器を用いる点にある。即ち、発振用増幅器31の出力に複数の増幅器32-1～32-n, 33を並列接続し、正帰還発振ループを形成する帰還バッファ用増幅器33、外部に出力するための出力用増幅器32-1～32-nとして用いる点にある。

#### 【0094】

図11において、バッファ2bは、図1に示す差動増幅器の代わりに入出力が单一型の増幅器31, 32-1～32-n, 33を用い、発振用増幅器（第1の増幅器）31の出力段に複数の増幅器32-1～32-n, 帰還バッファ用増幅器33（第2の増幅器）を並列に接続している。そして、発振用増幅器31, 帰還バッファ用増幅器33, 電圧制御移相回路3及びSAW共振子Xによって正帰還発振ループを形成する。又、複数の増幅器（第3の増幅器）32-1～32-nのうちいずれか1つの増幅器32-m（m=1～n）は帰還ループを構成し、この増幅器32-mを除いた増幅器32-1～32-nは外部へクロック信号を出力するための出力用増幅器を構成する。

#### 【0095】

尚、この場合のバッファ2aの伝播遅延時間とは、電圧制御型SAW発振器（VCOS）1Bにおいて、発振用増幅器31とこれに直列に接続される帰還バッファ用増幅器33との間の位相遅れを時間で表わしたものである点は、第1の実施形態と同じである。

#### 【0096】

これらの点以外は、第1の実施形態と同一であるので、同一ブロックには同一符号を付してその詳細な説明は省略する。

#### 【0097】

##### （2-2） 第2の実施形態から得られる効果

上述した第1の実施形態と同様な効果が得られるとともに、次のような効果が得られる。

#### 【0098】

本発明の第2の実施形態によれば、図11に示すように、单一型の増幅器からなる発振用増幅器の出力が、バッファの内部に設けた複数の出力用増幅器によっ

て分岐される。そして、いずれか1つの出力用増幅器より帰還ループ用出力信号を出力し、これを除いた複数の出力用増幅器からクロック信号を出力している。このような出力の仕方により、電圧制御型発振器の外部に余分なバッファ回路を追加する必要がないという効果が得られる。

### 【0099】

又、従来の電圧制御型SAW発振器（VCSO）のようにバッファの外部にバッファ回路を設けると、クロック信号を出力するための出力用増幅器と外部に設けたバッファ回路との間を接続する配線により、それぞれの信号が相互に干渉しあう虞がある。又、バッファからの帰還ループ用出力信号とバッファ回路から出力されるクロック信号との間に位相差が生じてしまうことがある。これらの場合、第2の実施形態によれば、バッファ内部において、発振用増幅器の出力信号を複数の出力用増幅器へ分配することができる。従って、出力用増幅器から出力されるクロック信号と帰還バッファ用増幅器から出力される信号と、例えば、後述するクロック変換器の帰還ループ用として用いる出力信号との間に位相差が生じることはなくなる。

### 【0100】

#### （3）第3の実施形態

次に、第3の実施形態について、説明する。

##### （3-1） 第3の実施形態の構成

第3の実施形態では、第1の実施形態で説明した電圧制御型SAW発振器1Aを適用したクロック変換器について説明する。このクロック変換器の特徴は、周波数温度特性の改善を図ったSAW共振子を用いた電圧制御型SAW発振器1Aの帰還ループ用出力端子LP0を用いて、帰還ループを形成する点にある。即ち、図1に示す電圧制御型SAW発振器1Aを構成する帰還バッファ用差動増幅器23における複数の出力信号のうちいずれかを、帰還ループ用出力信号とする点にある。

### 【0101】

図12は、本発明の第3の実施形態におけるクロック変換器の構成を示すプロック図である。図12に示すクロック変換器50aは、位相比較部55、ループ

フィルタ（L P F）53、電圧制御型 SAW発振器（V C S O）1Aによって構成されている。また、位相比較部55は、入力分周回路（分周比：1/P）51、位相比較回路52、帰還分周回路（分周比：1/N）54により構成されている。位相比較部55は、通常、集積回路（I C）化されている。

#### 【0102】

このような構成において、例えば、クロック変換器1に155.52MHzで入力されたクロック信号CKは、622.08MHzのクロック信号F2に周波数変換されて出力される。

#### 【0103】

電圧制御型 SAW発振器（V C S O）1Aは、第1の実施形態で説明した改善型の SAW共振子を用いた発振器である。クロック変換回路50aの帰還ループ用出力信号Sとして、この電圧制御型 SAW発振器（V C S O）1Aの帰還バッファ用差動増幅器23の出力端子Q1からの出力信号を使用している。この結果、従来、電圧制御型 SAW発振器（V C S O）の出力信号を使用した場合と比べて、これに接続する図示しない負荷回路との相互の影響をなくすことができる。

#### 【0104】

ループフィルタ53は、位相比較回路52の差動動作によって発生したノイズを除去して、制御電圧Vcを電圧制御型 SAW発振器（V C S O）1Aの電圧制御移相回路3に供給する。尚、入力分周回路51は、入力側のクロック信号を分周して位相比較回路52へ入力するための分周器である。帰還分周回路54は、電圧制御型 SAW発振器（V C S O）1Aの帰還ループ用出力端子L P 0からの帰還ループ用出力信号Sを分周して位相比較回路52に供給するための分周器である。

#### 【0105】

（3-2）第3の実施形態から得られる効果

本発明の第3の実施形態から得られる効果について説明する。

#### 【0106】

本発明のクロック変換器は、周波数温度特性が改善された SAW共振子を用い、これの周波数温度特性を補正した電圧制御型 SAW発振器（V C S O）を備え

ている。即ち、A T水晶振動子を使用した場合とほぼ同程度の周波数温度特性が確保される結果、電圧制御型 S A W発振器に対する狭い制御電圧幅で、市場から要求されているシステム精度を満足させることができるという効果が得られる。

#### 【0107】

又、従来の制御電圧幅による周波数可変範囲とした場合は多くのマージンが確保される結果、システム側からのシステム精度の拡張という仕様変更に対して容易に応じることができるという効果が得られる。

#### 【0108】

又、狭い制御電圧幅で電圧制御型 S A W発振器（V C S O）の周波数可変範囲を制御できるので、この制御電圧を生成するループフィルタの構成を簡易にできる。併せて、狭い制御電圧幅で周波数を制御できる結果、電源電圧が低電圧化されても必要な周波数可変範囲を容易に補償でき、かつ、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できるという効果が得られる。

#### 【0109】

又、ジッタが大幅に低減され、かつ、専用の温度補償回路等を不要とする電圧制御型 S A W発振器を使用しているので、自己に起因するジッタの少ない超小型化、低価格化が図られたクロック変換器を実現できるという効果が得られる。

#### 【0110】

又、本発明のクロック変換器は、電圧制御型 S A W発振器（V C S O）が備える帰還ループ用出力端子を用いて、帰還ループを形成している。即ち、第1の実施形態で説明した帰還バッファ用差動増幅器は複数の出力端子を備えているので、空き端子となる他方の出力端子は、帰還ループ用出力信号の出力として用いることができる。外部に出力される帰還ループ用出力信号は、外付のバッファ回路を接続することなく外部回路と直接接続できる、という効果が得られる。

#### 【0111】

さらに、帰還ループ用出力端子を用いた結果、従来のような電圧制御型 S A W発振器（V C S O）の出力に外付け用のバッファ回路が不要となるので、クロック変換器の超小型化、低価格化を図ることができるという効果が得られる。

#### 【0112】

尚、クロック変換器に使用する電圧制御 SAW発振器 1 Aを、第2の実施形態による单一型の増幅器を用いた電圧制御型 SAW発振器 1 Bに置き代えても、上記した効果と同様の効果を奏する。

### 【0113】

#### (4) 第4の実施形態

次に、第4の実施形態として、上記した第2の実施形態のクロック変換器を電子機器に適用した場合について説明する。

### 【0114】

本発明のクロック変換器は、たとえば、10 Gbit/sの光インターフェースにおける光トランシーバ用モジュールなどの電子機器にも応用することができる。

### 【0115】

図13は、本発明のクロック変換器を用いた10 Gbit/sの光インターフェースにおける光トランシーバ用モジュールの構成を示すブロック図である。光ネットワーク向けの光トランシーバ用モジュール 70 は、例えば、サーバ用コンピュータと光ネットワークとの間で、光／電気変換及び電気／光変換と多重化及び分離化のためのインターフェース機能を実現するモジュールである。この光トランシーバ用モジュール 70 は、クロック変換器 50 a で生成された高周波のクロック信号を多重化部 (MUX) 71 の基準クロック信号として供給する。

### 【0116】

各ブロックはそれぞれ次のような機能を備えている。多重化部 (MUX) 71 は、下位のシステムから受信した複数の送信低速データ (T x DATA × N) を多重化する。ここで、Nは整数であって、例えば、N=16である。電気／光変換部 (T x E-O) 72 は電気信号を光信号 (OPTICAL OUT) に変換して光伝送路に送出し、光／電気変換部 (R x O-E) 75 は光伝送路から受信した光信号 (OPTICAL IN) を電気信号に変換する。多重分離化部 (DeMUX/CDR) 74 は、光／電気変換部 (R x O-E) 75 によって電気信号に変換された受信データを複数の受信低速データ (R x DATA × N) に分離する。クロック変換器 50 a は、低周波のクロック信号を高周波数の基準クロック信号に変換して、多重化

部（MUX）71へ供給する。選択部76は、低周波数の外部クロック信号（T<sub>x</sub>REF）または多重分離化部（DeMUX/CDR）74からのクロック信号RCLKのいずれかを選択してクロック変換器50aへ供給する。

#### 【0117】

次に、光トランシーバ用モジュール70の動作について説明する。クロック変換器50aは、選択部76によって選択された低周波数の外部クロック信号（T<sub>x</sub>REF）を高周波数のクロック信号HCLKに変換する。例えば、選択部76が64KHz～155.52MHzの低周波数の外部クロック信号（T<sub>x</sub>REF）を選択してクロック変換器50aへ供給すると、クロック変換器50aは、600MHz帯の622.08MHzの高周波数のクロック信号HCLKに変換して多重化部（MUX）71へ供給する。これによって、電気／光変換部（TxE-O）72において622.08MHzの電気信号が光信号（OPTOUT）に変換されて光伝送路へ送出される。

#### 【0118】

また、多重分離化部（DeMUX/CDR）74は、CDR（Clock and Data Recovery）機能により、光／電気変換部（RxE-E）75から受信した光信号（PIN）のデータから高周波数のクロック信号RCLKを抽出する。選択部76が、この抽出したクロック信号RCLKを選択した場合は、クロック変換器50aでジッタが多く含まれたクロック信号RCLKのジッタが低減され、ジッタの少ない高周波数のクロック信号HCLKが多重化部（MUX）71へ供給される。

#### 【0119】

以上説明したように、AT水晶振動子の場合と同程度の周波数温度特性が確保される電圧制御型SAW発振器（VCSO）を適用したクロック変換器50aを光トランシーバ用モジュール70に用いている。これにより、ジッタの多く含んだクロック信号を入力しても、クロック変換器50aは、狭い制御電圧幅で周波数可変範囲が補償されて、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できるので、非常にジッタの少ない高周波数のクロック信号を生成して多重化部（MUX）71へ供給することができる。

## 【0120】

又、このようなジッタの少ないクロック信号が多重化部（MUX）71へ供給されることにより、多重化部（MUX）71において多重化する送信データ（Tx DATA×N）とクロック信号との間におけるタイミングマージンが確保される。この結果、多重化部（MUX）71の送信データの誤動作を防止することができると共に、動画像のような大量のデータが伝送できる10 Gbit/sに代表される高速ネットワークシステムにおいて、安定した動作を容易に確保できる、という効果が得られる。

## 【0121】

又、SAW共振子の周波数温度特性を補正するに際し、增幅器の伝播遅延時間の温度特性を利用して専用の温度補償回路を不要とする等、超小型化、低価格化を図った電圧制御型発振器を採用したクロック変換回路を備えている。この結果、光トランシーバ用モジュールの小型化、低価格化を実現できるという効果が得られる。

## 【0122】

## (5) 変形例

本願発明は、上述した実施形態に限らず種々の態様にて実施することができる。例えば、以下のような変形実施が可能である。

## 【0123】

## &lt;第1変形例&gt;

上記した実施形態の増幅器は、バイポーラトランジスタを使用して構成した実施例を示し説明したが、トランジスタの種類が異なるMOSトランジスタにより構成してもよい。

## 【0124】

## &lt;第2変形例&gt;

又、電圧制御型発振器をネットワーク用の光トランシーバ用モジュールに用いるクロック変換器に応用する場合について説明したが、発振回路、特に高周波発振回路を必要とする携帯電話などの無線通信機器など各種電子機器に適用することが可能である。

## 【0125】

## &lt;第3变形例&gt;

水晶振動子、セラミック振動子やS A W共振子等の圧電振動子を構成する圧電材料について、水晶の他、他の圧電材料としてランガサイトや四ほう酸リチウムを用いた構成としてもよい。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1の実施形態における電圧制御型S A W発振器の構成を示すブロック図である。

【図2】 E C Lラインレシーバの回路構成を示す回路図である。

【図3】 本発明の第1の実施形態における電圧制御移相回路の構成を示す回路図である。

【図4】 本発明の第1の実施形態におけるS A W共振子に使用される水晶片の結晶軸に対するカット角度を示す図である。

【図5】 本発明の第1の実施形態におけるS A W共振子の周波数温度特性を示す図である。

【図6】 本発明の第1の実施形態におけるS A W共振子の周波数温度特性をA T水晶振動子及び従来のS A W共振子の場合と比較した図である。

【図7】 本発明の第1の実施形態におけるS A W共振子の周波数温度特性の一例を示す図である。

【図8】 バッファの伝播遅延時間の温度特性を示す特性図である。

【図9】 本発明の第1の実施形態におけるS A W共振子の位相一周波数特性を示す図である。

【図10】 バッファの伝播遅延時間の温度特性により補正されたS A W共振子の周波数温度特性を示す図である。

【図11】 本発明の第2の実施形態における、第1の実施形態の電圧制御型S A W発振器を適用したクロック変換器の構成を示すブロック図である。

【図12】 本発明の第3の実施形態における電圧制御型S A W発振器の構成を示すブロック図である。

【図13】 本発明の第2の実施形態におけるクロック変換器を用いた10

Gbit/s の光トランシーバ用モジュールの構成を示すブロック図である。

【図14】 従来の一般的に用いられるコルピツ型の電圧制御型発振器の構成を示す回路図である。

【図15】 従来の一般的に用いられる電圧制御型水晶発振器の構成を示すブロック図である。

【図16】 従来の電圧制御型発振器を用いた従来のクロック変換器の構成を示すブロック図である。

【図17】 AT水晶振動子と従来のSAW共振子の周波数温度特性を示す図である。

【符号の説明】

1A, 1B … 電圧制御型SAW発振器 (VCSO)

2a, 2b … バッファ

21, 22, 23 … 差動増幅器

3 … 電圧制御移相回路

X … SAW共振子

4 … インピーダンス回路 (Zd)

31, 32-1 ~ 32-n, 33 … 増幅器

50a … クロック変換器

51 … 入力分周回路 (1/P)

52 … 位相比較回路 (PD)

53 … ループフィルタ (LF)

54 … 帰還分周回路 (1/N)

55 … 位相比較部

70 … 光トランシーバ用モジュール

71 … 多重化部 (MUX)

72 … 電気／光変換部 (Tx-E-O)

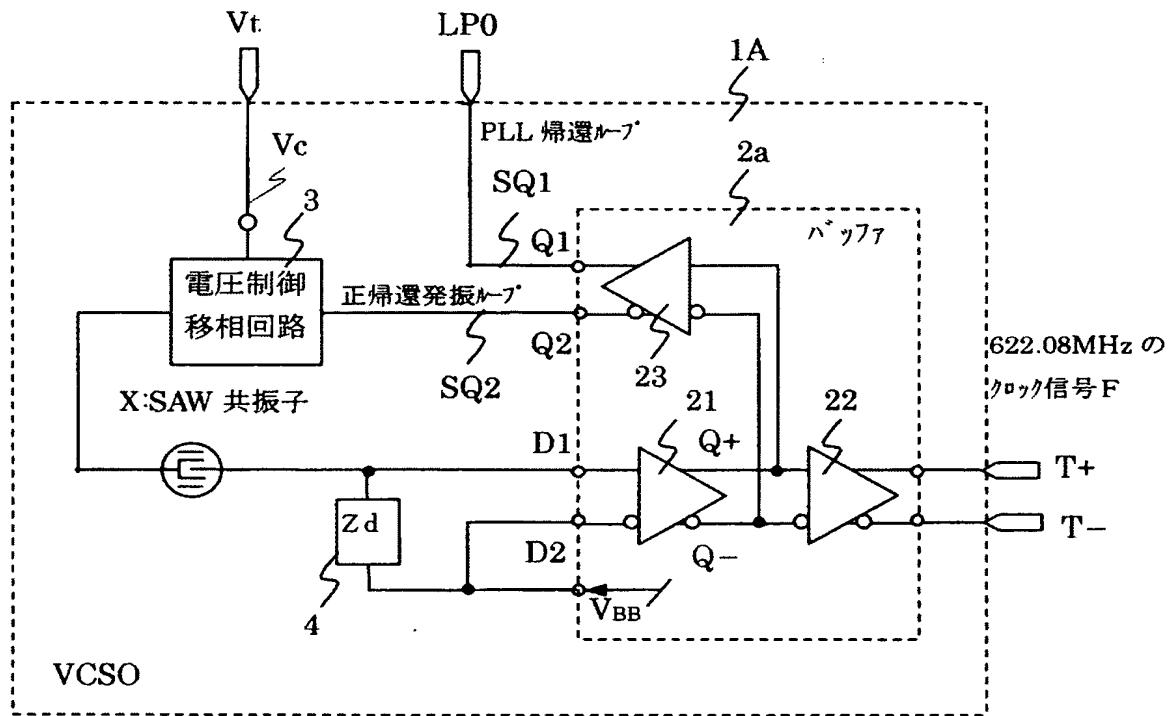
74 … 多重分離化部 (DeMUX/CDR)

75 … 光／電気変換部 (Rx-O-E)

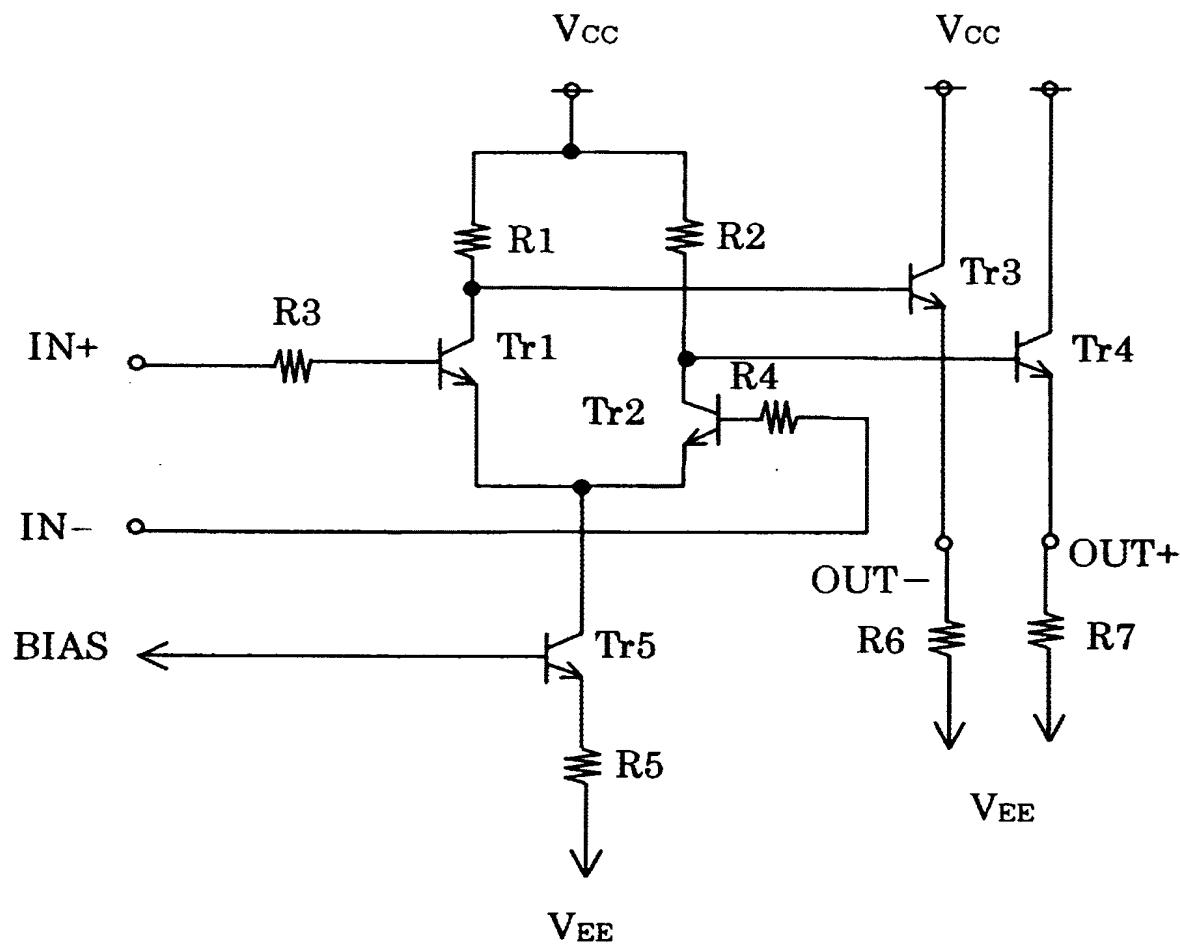
76 … 選択部

【書類名】 図面

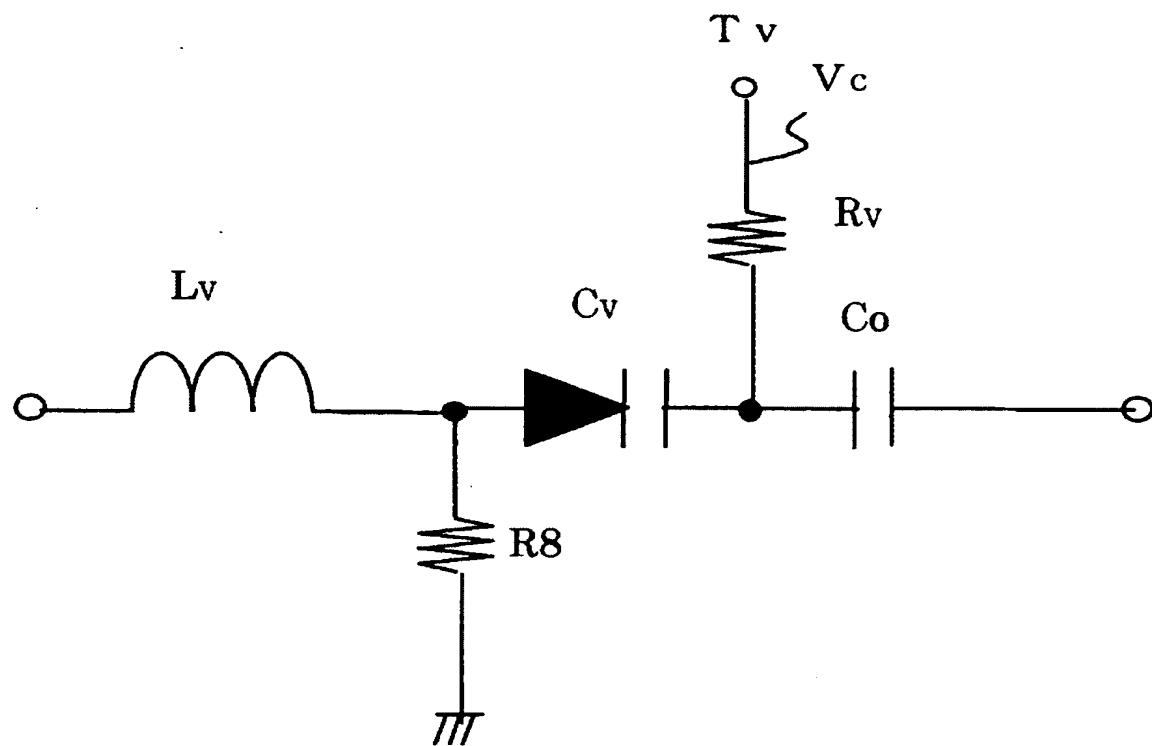
【図1】



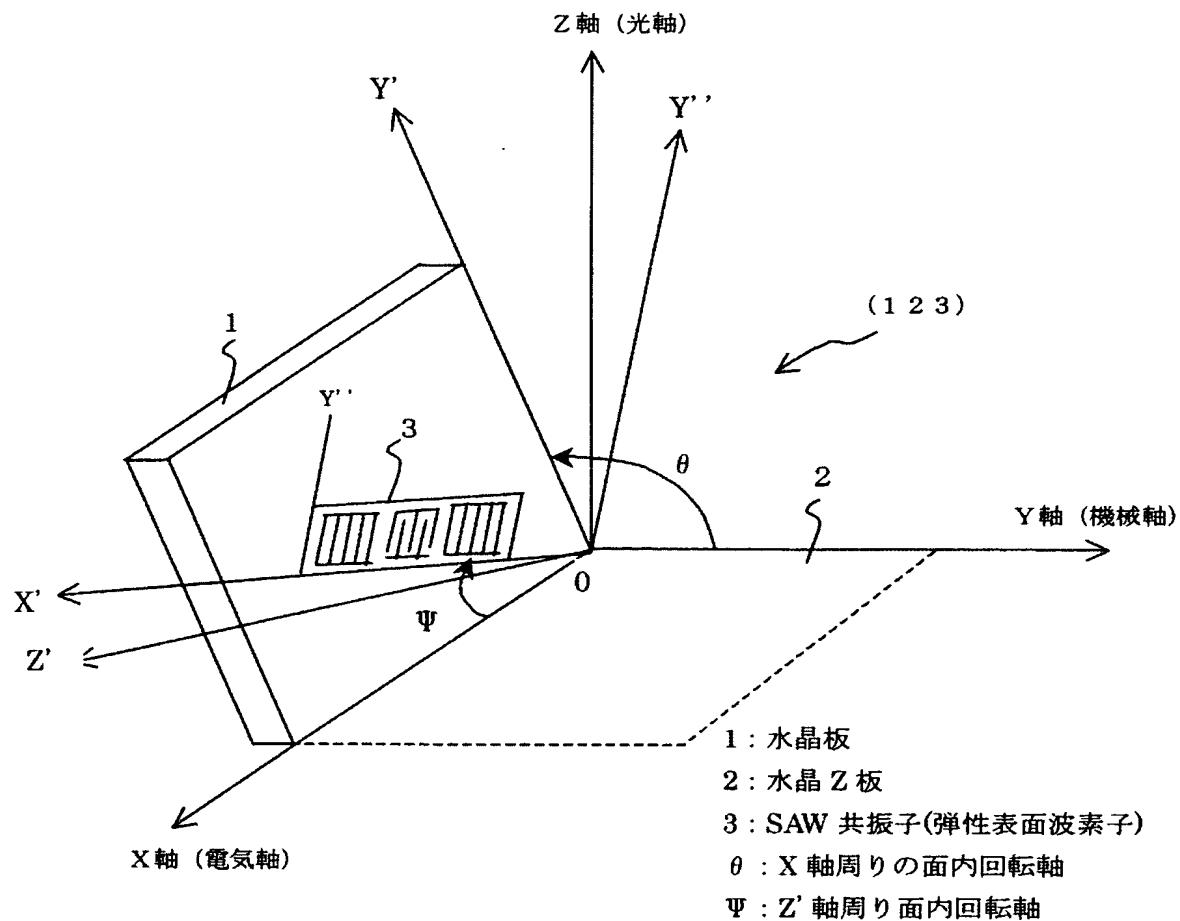
【図2】



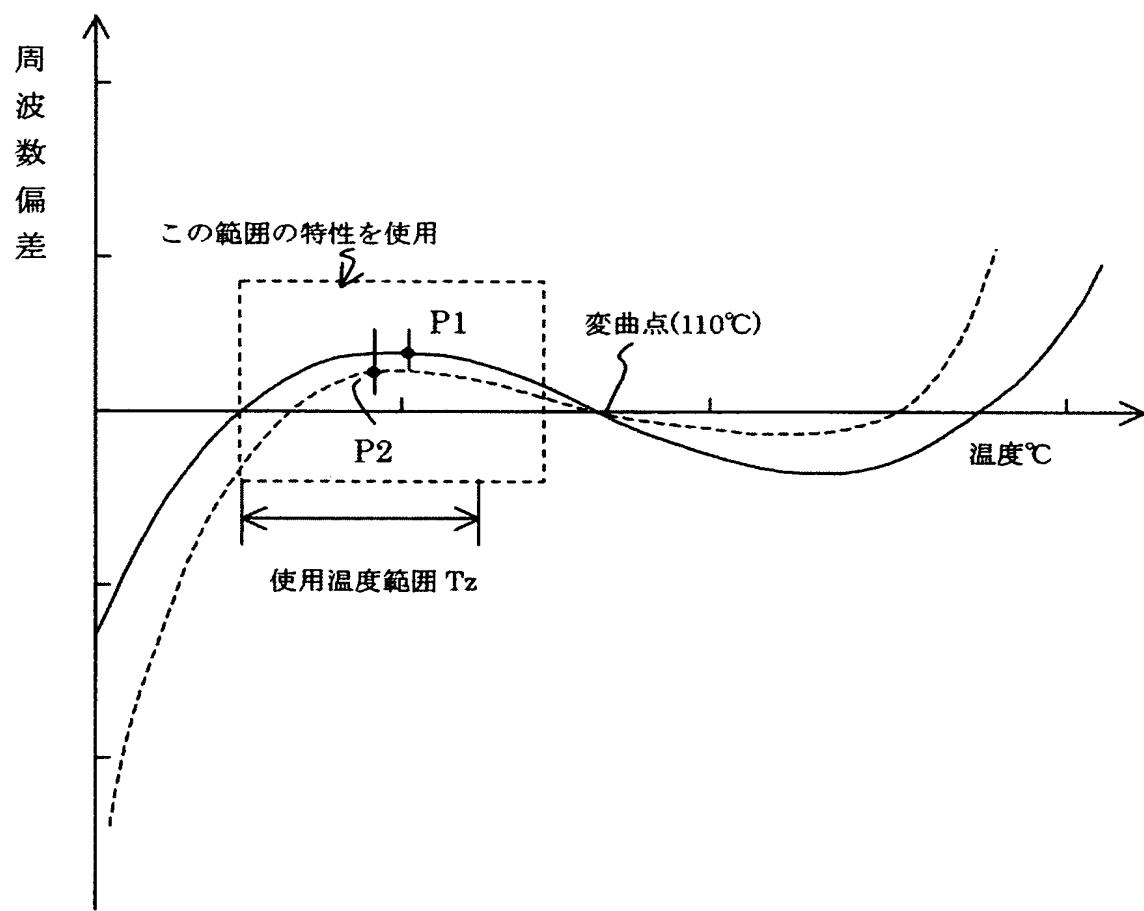
【図3】



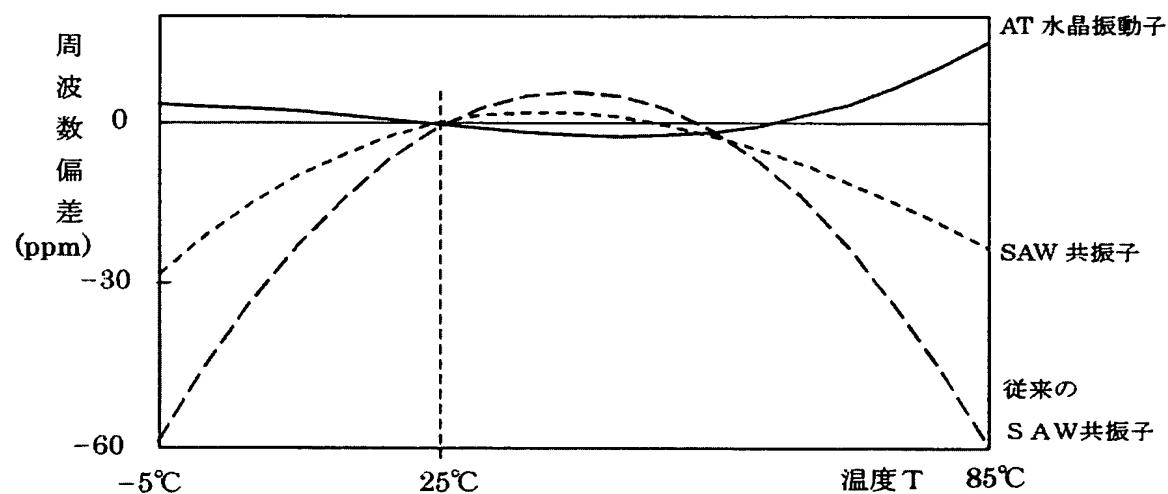
【図4】



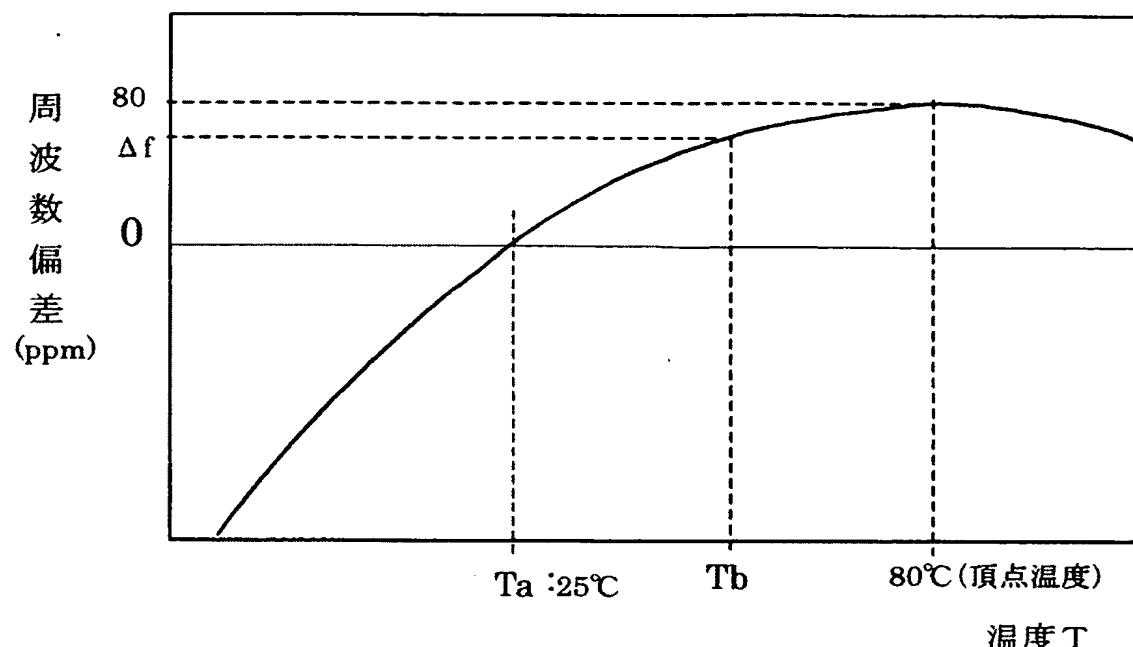
【図5】



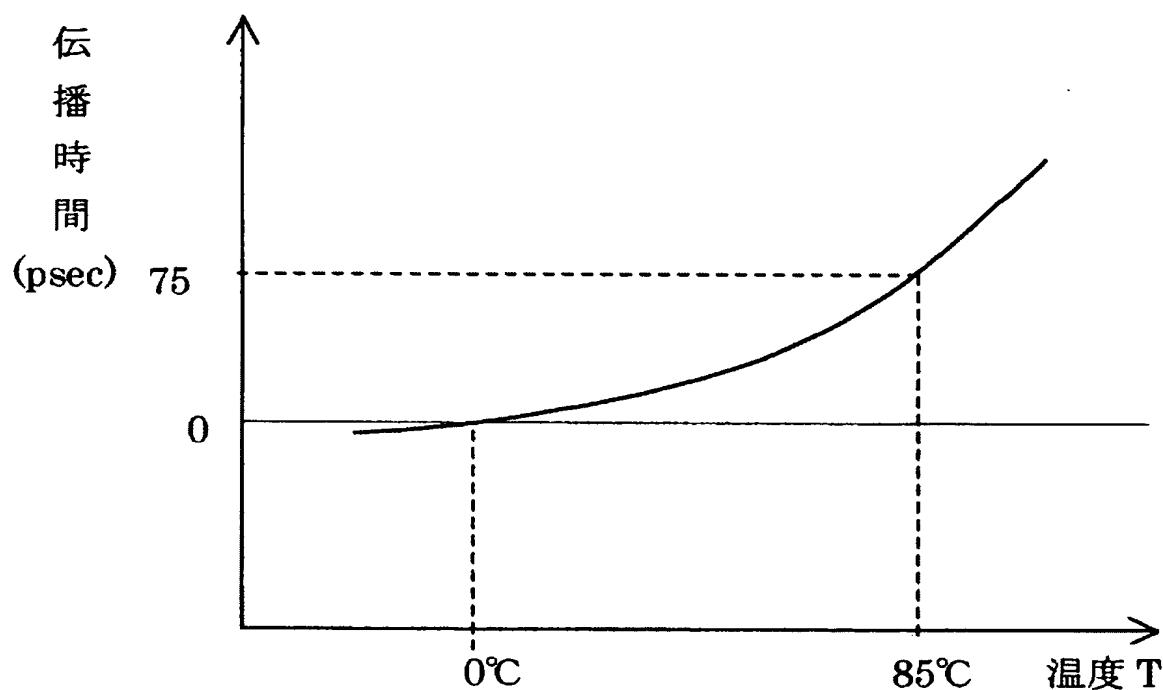
【図6】



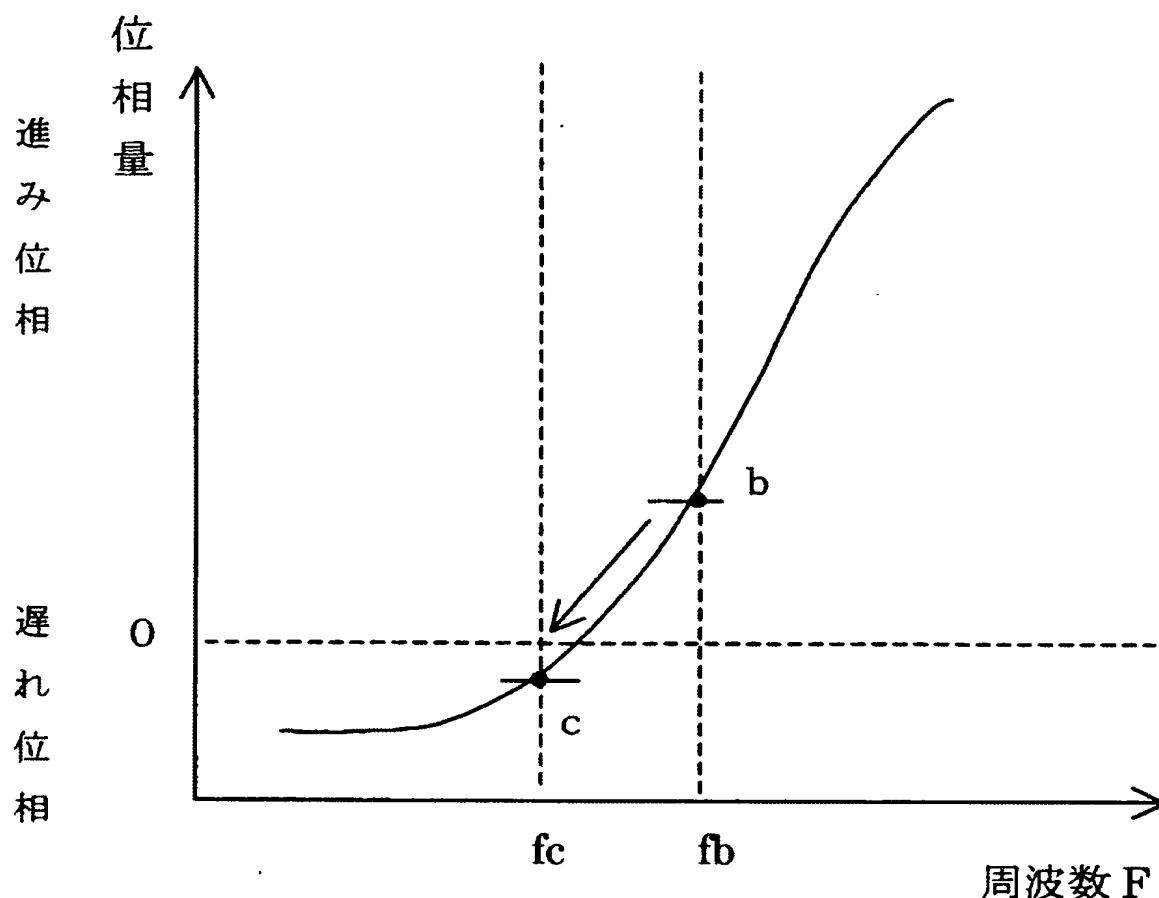
【図7】



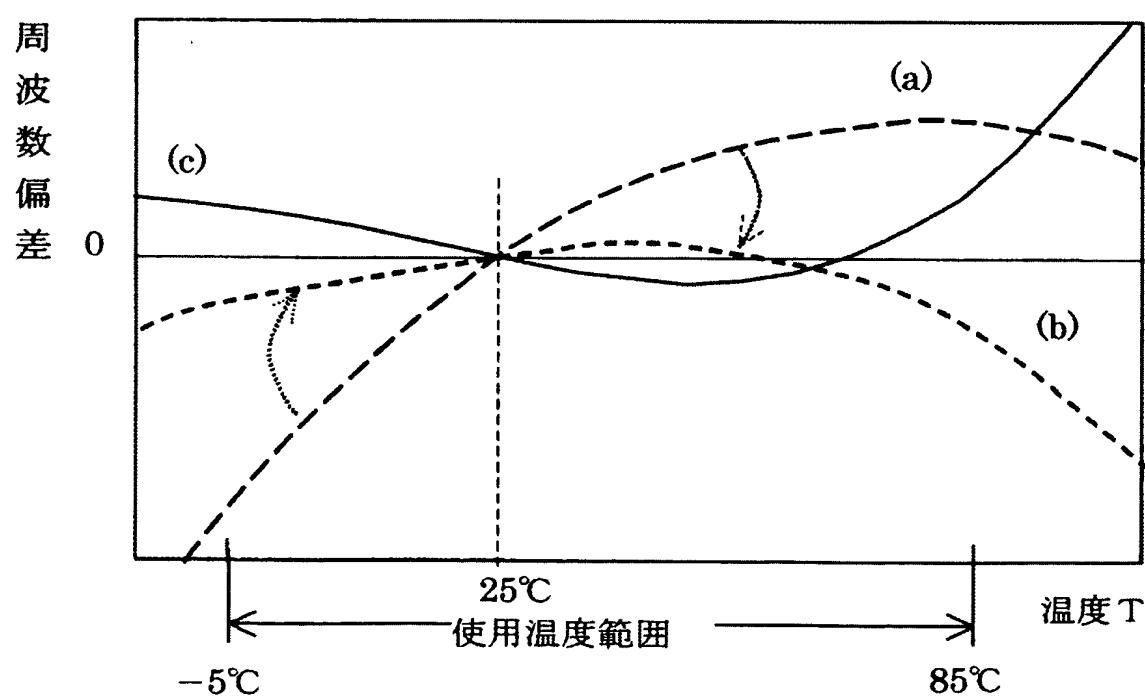
【図8】



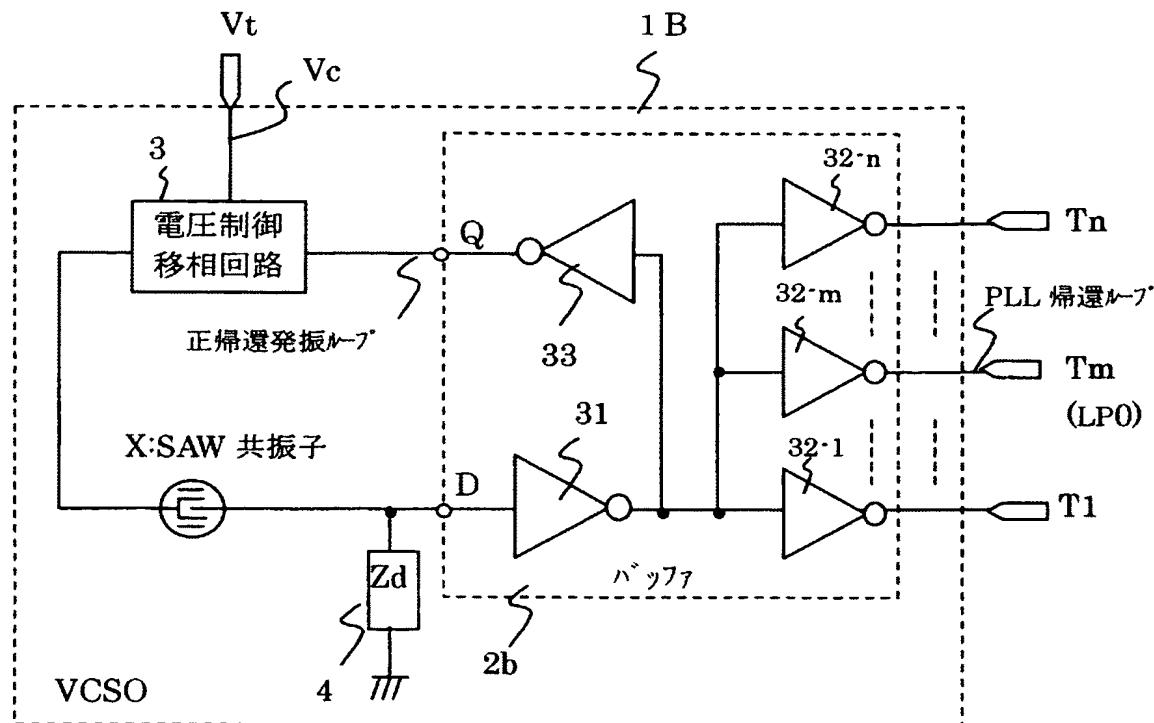
【図9】



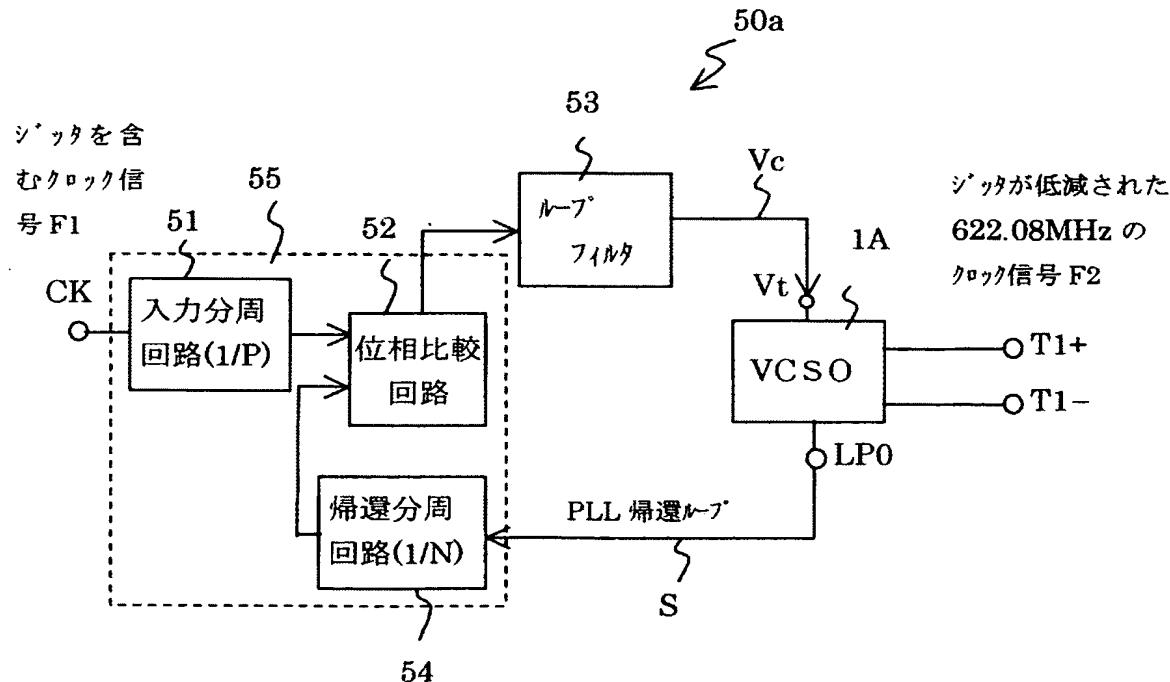
【図10】



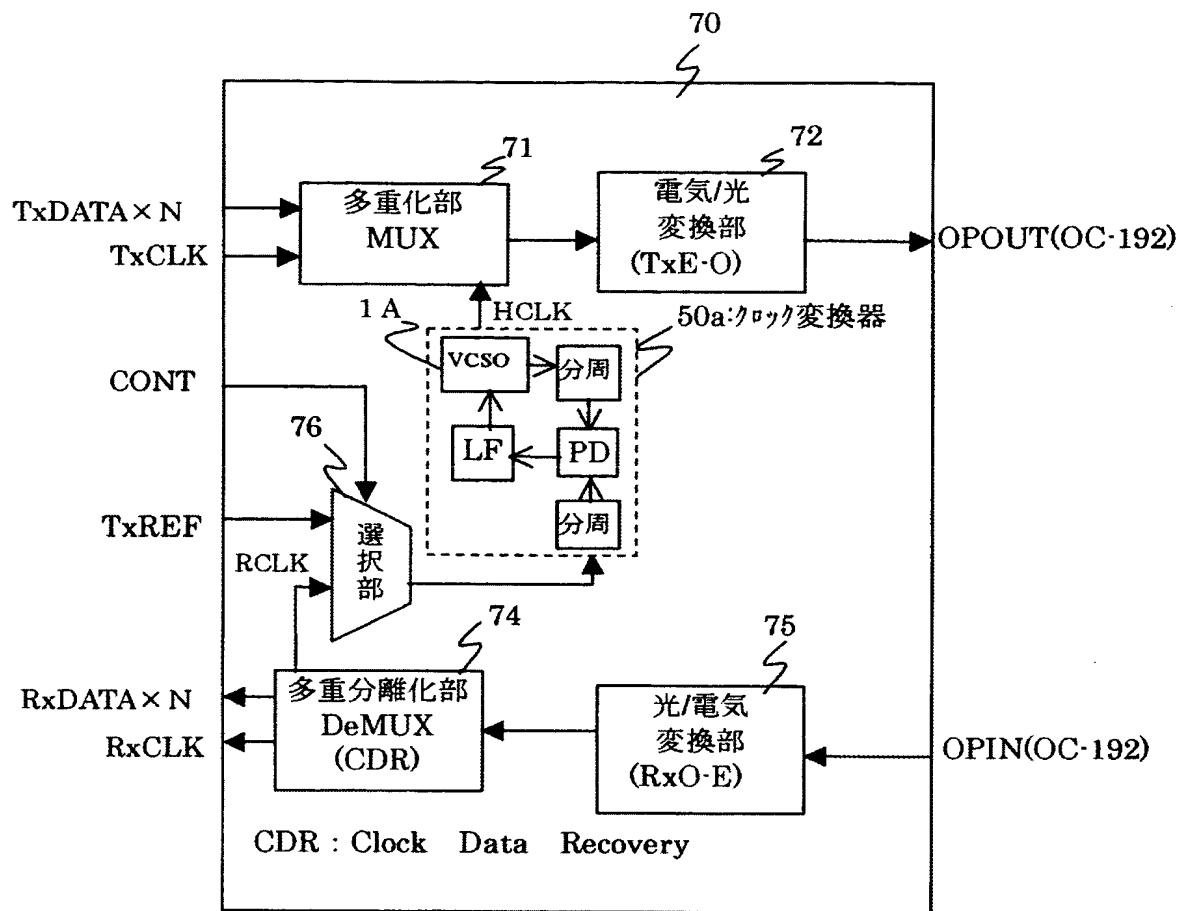
【図 1 1】



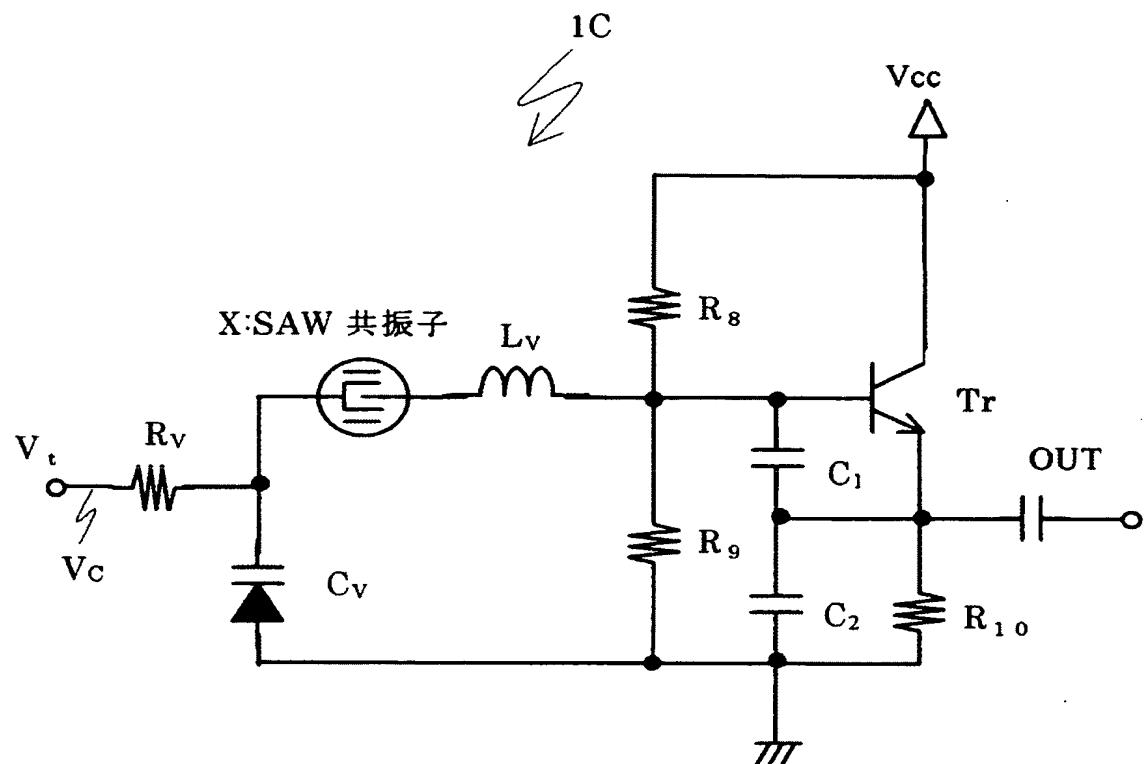
【図 1 2】



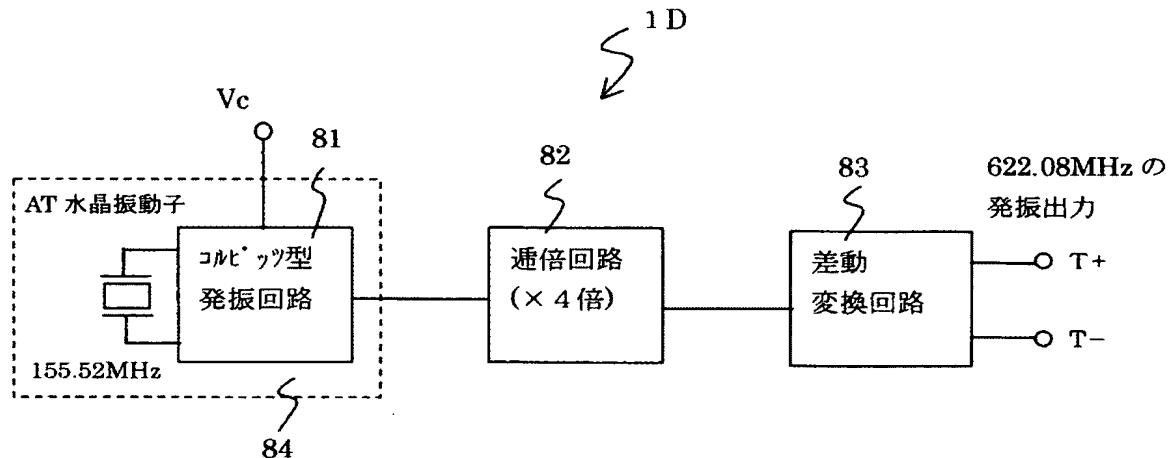
【図13】



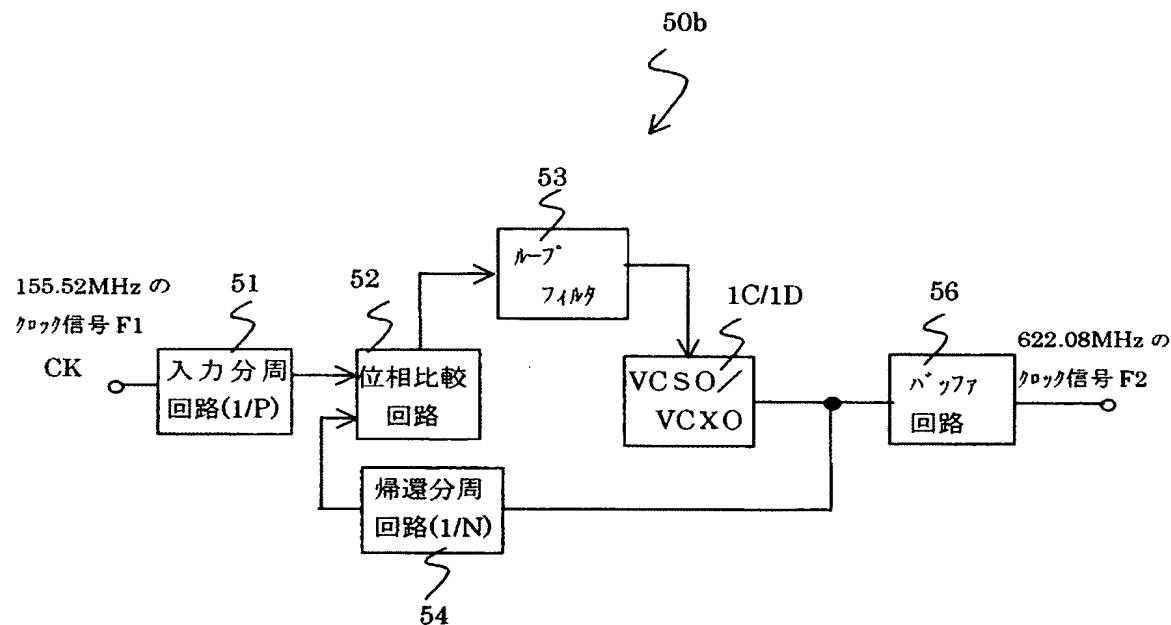
【図14】



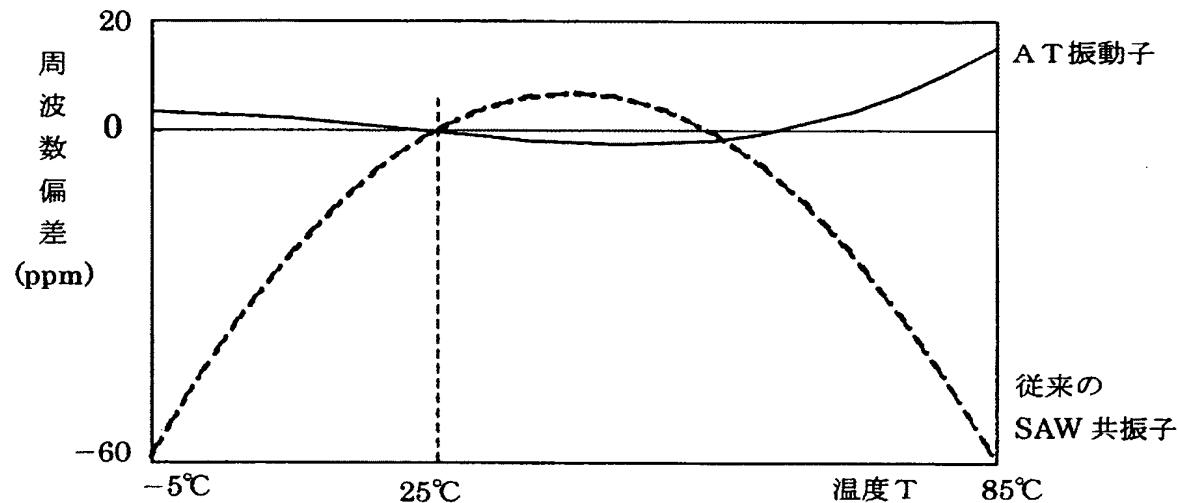
【図15】



【図16】



【図17】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 SAW共振子の周波数温度特性を補正して制御電圧幅の小さい電圧制御型発振器、この電圧制御型発振器を備えたクロック変換器およびこのクロック変換器を用いた電子機器を提供する。

【解決手段】 電圧制御型発振器は、外部からの制御電圧により入力信号の位相を所定量ずらし出力する電圧制御移相回路と、SAW共振子と、SAW共振子からの所定の共振周波数を有する共振信号を入力し、所望の周波数のクロック信号を出力し、正帰還発振ループ用出力信号を出力するバッファとを備え、電圧制御移相回路と、SAW共振子と、バッファとにより正帰還発振ループを形成し、バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、SAW共振子の周波数温度特性を所定量回転させSAW共振子の周波数温度特性を補正している。

【選択図】 図1

特願 2003-078777

## 出願人履歴情報

識別番号 [000002369]

1. 変更年月日 1990年 8月20日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号  
氏 名 セイコーエプソン株式会社